

時間領域で送信等化と Tomlinson-Harashima Precoding を行う シングルキャリア MU-MIMO

吉岡 翔平[†] 熊谷 慎也[†] 安達 文幸[‡]

^{†‡}東北大学大学院 工学研究科 通信工学専攻 〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

E-mail: [†]{yoshioka, kumagai}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし Tomlinson-Harashima Precoding (THP)を用いるマルチユーザ(MU)マルチアンテナ送受信(MIMO)では、送信機におけるユーザ間干渉(IUI)の減算および等価チャネル行列を下三角行列にするプリコーディング行列の乗算の2段階信号処理によってIUIを抑圧する。前者による送信電力の増大を抑圧するため、Modulo演算を適用する。これに送信等化を用いる広帯域シングルキャリア(SC)ブロック伝送を組み合わせることで、信号処理を送信機に集中し、周波数選択性フェージングに起因する符号間干渉(ISI)を抑圧しつつ周波数ダイバーシチ効果を獲得できる。しかし、従来の周波数領域で送信等化とTHPを行うSC-MU-MIMO(周波数領域送信等化SC-THP)では、周波数成分毎に独立してIUIを減算し、周波数領域送信等化を用いてISIを抑圧するため、Modulo演算による送信電力の抑圧効果が薄れていた。信号ブロック毎にISIおよびIUIをまとめて時間領域で減算することで、Modulo演算による送信電力の大きな抑圧が期待できる。そこで本報告では、時間領域で送信等化とTHPを行うSC-MU-MIMO(時間領域送信等化SC-THP)を提案する。計算機シミュレーションにより、時間領域送信等化SC-THPが周波数領域送信等化SC-THPより優れた平均ビット誤り率(BER)特性を示すことを明らかにする。また、時間領域送信等化SC-THPおよび周波数領域送信等化SC-THPの演算量比較を行う。

キーワード SC-MU-MIMO, Tomlinson-Harashima Precoding, 送信等化, 時間領域プリコーディング

Single-Carrier Multi-User MIMO Applying Transmit Equalization and Tomlinson-Harashima Precoding in Time-Domain

Shohei YOSHIOKA[†] Shinya KUMAGAI[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

^{†‡}Dept. of Communications Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: [†]{yoshioka, kumagai}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.jp

Abstract In multi-user (MU) multiple-input multiple-output (MIMO) using Tomlinson-Harashima precoding (THP), 2-step signal processing of subtracting inter-user interference (IUI) and multiplying precoding matrix for the equivalent channel matrix of a lower triangular matrix is performed at the transmitter in order to avoid IUI. For suppressing the transmit power increase due to the former processing, modulo operation is applied. A combination of THP and broadband single-carrier (SC) block transmission using transmit equalization can centralize the signal processing in the transmitter, suppress inter-symbol interference (ISI) caused by frequency-selective fading, and obtain frequency diversity gain. However in conventional SC-MU-MIMO applying transmit equalization and THP in frequency-domain (frequency-domain transmit equalization SC-THP), since IUI is independently subtracted for each frequency component and ISI is avoided using transmit frequency-domain equalization, modulo operation does not sufficiently suppress the transmit power. Subtracting both of IUI and ISI in time-domain for signal blocks is expected to bring in the large effect of applying modulo operation. In this paper, we propose SC-MU-MIMO applying transmit equalization and THP in time-domain (time-domain transmit equalization SC-THP). We show, by computer simulation, time-domain transmit equalization SC-THP provides better average bit error rate (BER) performance than frequency-domain transmit equalization SC-THP. Computational complexity is compared between time-domain transmit equalization SC-THP and frequency-domain transmit equalization SC-THP.

Keyword SC-MU-MIMO, Tomlinson-Harashima Precoding, Transmit equalization, Time-domain precoding

1. まえがき

移動無線通信では、利用できる周波数帯域幅の不足が最近大きな問題となっており、複数の端末が同じ周波数を用いて同時に基地局(BS)と通信を行うマルチユーザ(MU)マルチアンテナ送受信(MIMO)が注目を集め

ている。広帯域 MU-MIMO 上りリンク伝送では、受信機における演算量削減型の最尤信号検出手法[1],[2]が提案されている。一方、下りリンク伝送では一般的に、ユーザ間干渉(IUI)を抑圧するために送信機におけるプリコーディングが用いられる。これは MU-MIMO 下

りリンク伝送においては一般的に、ユーザ間でチャネル情報(CSI)を共有することができないためである。プリコーディングは大別して線形[3],[4]および非線形[5],[6]に分けることができる。後者の方が優れた伝送品質を実現できることが知られている[7]。

そこで筆者らは、非線形プリコーディングの一つである Tomlinson-Harashima Precoding (THP) [6]に注目している。THPを用いる MU-MIMO 下りリンクでは、等価チャネル行列が下三角行列となるプリコーディング行列を乗算する。このときに残留する IUI が各受信機で発生しないように、プリコーディング行列乗算前の変調信号から残留 IUI をあらかじめ減算する。このように、送信機における IUI の減算およびプリコーディング行列乗算の2段階の信号処理によって IUI を抑圧する。そして、前者による送信電力の増大を抑圧するため、IUI 減算後の信号には Modulo 演算を適用する。プリコーディング行列にユニタリ行列を用いれば、プリコーディング行列乗算の前後で信号電力を変化させないため、Modulo 演算による送信電力抑圧の効果を維持することができる。

この THP を用いる MU-MIMO 下りリンクに送信等化を用いる広帯域シングルキャリア(SC)ブロック伝送を組み合わせることで、信号処理を送信機に集中し、周波数選択性フェージングに起因する符号間干渉(ISI)を抑圧しつつ周波数ダイバーシチ効果を獲得できる[8]。しかし従来の送信等化 THP を用いる SC-MU-MIMO(周波数領域送信等化 SC-THP)では、周波数成分毎に独立した IUI 減算および Modulo 演算を適用した後、周波数領域送信等化によって ISI を抑圧していた。したがって、Modulo 演算が抑圧しようとしているのは IUI 減算による送信電力の増大であり、ISI 抑圧のための送信等化による送信電力の増大とは無関係であるため、周波数領域送信等化 SC-THP における Modulo 演算の効果は小さかった。ところが時間領域でまとめて ISI および IUI を減算できれば、IUI 減算によって生じてしまう送信電力の増大だけでなく ISI を抑圧する送信等化によって生じる送信電力の増大をも、Modulo 演算を用いて同時に抑圧することが可能になる。このため、周波数領域送信等化 SC-THP に比べて送信電力の大きな抑圧が期待できる。

したがって本報告では、時間領域で送信等化 THP を行う SC-MU-MIMO(時間領域送信等化 SC-THP)を提案する。時間領域送信等化 SC-THP では、送信機における干渉減算およびプリコーディング行列乗算により IUI だけでなく ISI も同時抑圧する。したがって、時間領域送信等化 SC-THP における送信等化は受信信号の振幅を一定にするために用いられる。IUI/ISI の減算、Modulo 演算、送信等化およびプリコーディング行列乗算は、時間領域で全ユーザの信号ブロックに対して行われる。このとき、遅延波が存在するチャネルの場合には、周波数領域送信等化 SC-THP のプリコーディング行列を時間領域送信等化 SC-THP にそのまま用いることはできないため、遅延波を考慮したチャネル行列表現を用いてプリコーディング行列を求める。計算機シミュレーションにより、時間領域送信等化 SC-THP

が周波数領域送信等化 SC-THP より優れた平均ビット誤り率(BER)特性を示すことを明らかにする。また、時間領域送信等化 SC-THP および周波数領域送信等化 SC-THP の演算量比較を行う。

本報告の構成は以下のとおりである。第2章では周波数領域送信等化 SC-THP 伝送系について述べ、第3章で、本報告で提案する時間領域送信等化 SC-THP について述べる。第4章で計算機シミュレーション結果を示し、第5章で演算量を比較する。最後に第6章でまとめる。

2. 周波数領域送信等化 SC-THP[8]

図1に、周波数領域送信等化 SC-THP の送受信系を示す。BS と同時に通信するユーザ数を U 、BS の送信アンテナ本数を $N_T(\geq U)$ とし、ユーザはそれぞれ1本の受信アンテナを用いることとする。時刻 t における、各ユーザへの時間領域データ変調信号をまとめた $U \times 1$ のベクトルを $\mathbf{d}(t)=[d_0(t) \cdots d_{U-1}(t)]^T$ と表す。ここで、 $[\cdot]^T$ は転置演算子である。周波数領域送信等化 SC-THP ではまず、周波数領域で IUI 減算を行うために各成分 $\{d_u(t); t=0 \sim N_c-1\}$ 、 $u=0 \sim U-1$ 、毎に N_c ポイント離散フーリエ変換(DFT)を行う。ここで、 N_c はブロック長である。 N_c ポイント DFT 後の第 $k(=0 \sim N_c-1)$ 周波数成分をまとめた $U \times 1$ のベクトルを、 $\mathbf{D}(k)=[D_0(k) \cdots D_{U-1}(k)]^T$ と表す。

BS は $\mathbf{D}(k)$ に対し、以下の IUI 減算および Modulo 演算をユーザ $0, 1, \dots, U-1$ の順に逐次的に行う。第 u ユーザの周波数領域信号の第 k 周波数成分 $D_u(k)$ から IUI を減算し、IUI 減算後の信号 $A_u(k)$ を得る。

$$A_u(k) = D_u(k) - Y_u(k) \quad (1)$$

ここで、 $Y_u(k)$ は第 k 周波数におけるプリコーディング行列乗算によって残留する IUI のうち、第 u ユーザが受ける成分であり、後述する。式(1)の IUI 減算操作に伴い増大した信号電力を、Modulo 演算により抑圧する。Modulo 演算は実部および虚部についてそれぞれ行う。ただし、周波数領域信号は膨大な数の信号点が存在するため、Modulo 演算の範囲を定められない。そこで、 $\{A_u(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に N_c ポイント逆 DFT(IDFT)を適用し、時間領域信号 $\{a_u(t); t=0 \sim N_c-1\}$ へ変換した後に Modulo 演算を適用する。 $a_u(t)$ の Modulo 演算後の信号 $x_u(t)$ は、次式で表される。

$$x_u(t) = (a_u(t)) \bmod \tau \equiv a_u(t) + \tau z_u(t) \quad (2)$$

τ は変調方式に依存する値であり、QPSK 変調を用いるときは $\tau = \sqrt{2}$ である。また $z_u(t)$ の実部および虚部はそれぞれ整数である。時間領域 Modulo 演算後の信号 $\{x_u(t); t=0 \sim N_c-1\}$ に N_c ポイント DFT を適用し、次式で与えられる第 u ユーザの周波数領域信号 $\{X_u(k); k=0 \sim N_c-1\}$ を得る。

$$X_u(k) = A_u(k) + \tau Z_u(k) \quad (3)$$

ここで $Z_u(k)$ は、 $\{z_u(t); t=0 \sim N_c-1\}$ に対し N_c ポイント DFT を適用したものである。時間領域の Modulo 演算項および Modulo 演算後の周波数領域信号を、全ユーザの成分をまとめてそれぞれ $\mathbf{z}(t)=[z_0(t) \cdots z_{U-1}(t)]^T$ 、 $\mathbf{X}(k)=[X_0(k) \cdots X_{U-1}(k)]^T$ と表す。

以上の逐次の IUI 減算および Modulo 演算後、第 k

周波数における U 次の送信等化重み行列 $\mathbf{W}(k)$ を $\mathbf{X}(k)$ に乗算し, ISI を抑圧する. $\mathbf{W}(k)$ は, $\mathbf{W}(k)=\text{diag}\{W_0(k), \dots, W_{U-1}(k)\}$ と表される対角行列であり, 後述する. そして, BS はプリコーディング行列を送信等化後の信号ベクトル $\mathbf{W}(k)\mathbf{X}(k)$ に乗算し, $N_T \times 1$ の信号ベクトル $\mathbf{S}(k)=[S_0(k) \dots S_{N_T-1}(k)]^T$ を得る.

$$\mathbf{S}(k) = \sqrt{\frac{UN_c}{\gamma}} \mathbf{F}(k) \mathbf{W}(k) \mathbf{X}(k) \quad (4)$$

ここで γ は, 次式で与えられる電力正規化係数である.

$$\gamma = \sum_{k=0}^{N_c-1} \|\mathbf{F}(k) \mathbf{W}(k) \mathbf{X}(k)\|^2 \quad (5)$$

$\|\cdot\|$ はベクトルのユークリッドノルムを表す. また, $\mathbf{F}(k)$ は等価チャネル行列を下三角行列にする $N_T \times U$ のプリコーディング行列であり, 全ユーザ受信アンテナ-全送信アンテナ間の $U \times N_T$ の第 k 周波数チャネル行列 $\mathbf{H}(k)$ に LQ 分解[9]を適用することで, $\mathbf{F}(k)$ を得る.

$$\mathbf{H}(k) = (\mathbf{L}(k) \quad \mathbf{0}) \mathbf{Q}(k) = (\mathbf{L}(k) \quad \mathbf{0}) \begin{pmatrix} \mathbf{Q}_L(k) \\ \mathbf{Q}_0(k) \end{pmatrix} \quad (6)$$

$$\mathbf{F}(k) = \mathbf{Q}_L^H(k) \quad (7)$$

ここで, $[\cdot]^H$ はエルミート転置演算子であり, $\mathbf{L}(k)$ および $\mathbf{Q}(k)$ はそれぞれ, 対角項が実数の U 次の下三角行列および N_T 次のユニタリ行列である. また, $\mathbf{Q}_L(k)$ および $\mathbf{Q}_0(k)$ は, $\mathbf{Q}(k)$ の第 $0 \sim U-1$ 行, 第 $U \sim N_T-1$ 行にそれぞれ対応する. 最後に, BS は $\mathbf{S}(k)$ の各成分 $\{S_{n_t}(k); k=0 \sim N_c-1, n_t=0 \sim N_T-1\}$, 毎に N_c ポイント IDFT を行い, ガードインターバル(GI)にサイクリックプリフィックス(CP)を N_g シンボル挿入した後, 各アンテナから信号を送信する.

以上より, ISI を完全に抑圧する $\mathbf{W}(k)$ が求められる. 式(4),(6),(7)より, 第 k 周波数における U 次の等価チャネル行列 $\bar{\mathbf{H}}(k)$ は次式で表すことができる.

$$\bar{\mathbf{H}}(k) = \mathbf{H}(k) \mathbf{F}(k) \mathbf{W}(k) = \mathbf{L}(k) \text{diag}\{w_0(k), \dots, w_{U-1}(k)\} \\ = \begin{pmatrix} L_{00}(k) & & \mathbf{0} & \\ \vdots & \ddots & & \\ L_{(U-1)0}(k) & \dots & L_{(U-1)(U-1)}(k) & \end{pmatrix} \begin{pmatrix} w_0(k) & & \mathbf{0} \\ & \ddots & \\ \mathbf{0} & & w_{U-1}(k) \end{pmatrix} \quad (8)$$

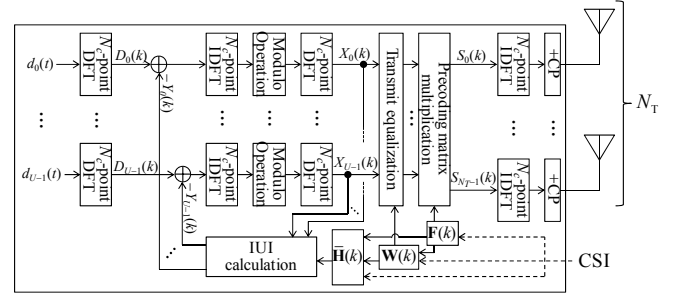
ISI を完全に抑圧するためには, 等価チャネルの対角項を 1 にしなければならない. したがって, 第 k 周波数における U 次の送信等化重み行列 $\mathbf{W}(k)$ は次式で与えられる.

$$\mathbf{W}(k) = \text{diag}\{L_{00}^{-1}(k), \dots, L_{(U-1)(U-1)}^{-1}(k)\} \quad (9)$$

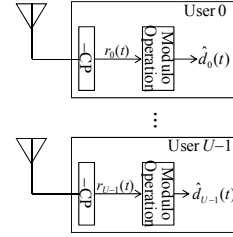
また, このとき式(8)の等価チャネル行列 $\bar{\mathbf{H}}(k)$ は次式で書き直される.

$$\bar{\mathbf{H}}(k) = \begin{pmatrix} 1 & & & \mathbf{0} \\ \frac{L_{10}(k)}{L_{00}(k)} & \ddots & & \\ \vdots & \ddots & \ddots & \\ \frac{L_{(U-1)0}(k)}{L_{00}(k)} & \dots & \frac{L_{(U-1)(U-2)}(k)}{L_{(U-2)(U-2)}(k)} & 1 \end{pmatrix} \quad (10)$$

IUI を完全に抑圧する $Y_u(k)$ を用いるとき, 時刻 t における CP 除去後の各ユーザの受信信号をまとめた $U \times 1$ のベクトル $\mathbf{r}(t)=[r_0(t) \dots r_{U-1}(t)]^T$ は, 次式で表される.



(a) 送信機(BS)



(b) 受信機(Users)

図 1 周波数領域送信等化 SC-THP の送受信系

$$\mathbf{r}(t) = \sqrt{\frac{2E_s UN_c}{T_s \gamma}} (\mathbf{d}(t) + \tau \mathbf{z}(t)) + \mathbf{n}(t) \\ \equiv \mathbf{C}(\mathbf{d}(t) + \tau \mathbf{z}(t)) + \mathbf{n}(t) \quad (11)$$

ここで E_s は平均送信シンボルエネルギー, T_s はシンボル長であり, また, $U \times 1$ の雑音ベクトル $\mathbf{n}(t)=[n_0(t) \dots n_{U-1}(t)]^T$ の各成分は零平均で分散 $2N_0/T_s$ の複素ガウス変数である. N_0 は加法的白色ガウス雑音(AWGN)の片側電力スペクトル密度である. 受信側は CSI を必要とせず, 送信側から通知される式(11)の信号項(右辺第 1 項)の係数 \mathbf{C} で $\mathbf{r}(t)$ を除算した後, Modulo 演算を適用し, 信号を復調する.

以上より, IUI を完全に抑圧するための $Y_u(k)$ が求められる. 受信信号ベクトル $\mathbf{r}(t)$ の各成分 $\{r_u(t); t=0 \sim N_c-1, u=0 \sim U-1\}$, 毎に N_c ポイント DFT を適用し, 第 $k(=0 \sim N_c-1)$ 周波数成分をまとめて $U \times 1$ のベクトル $\mathbf{R}(k)=[R_0(k) \dots R_{U-1}(k)]^T$ と表す. 時間領域 Modulo 演算後の第 k 周波数信号ベクトル $\mathbf{X}(k)$ と $\mathbf{R}(k)$ は, $\mathbf{R}(k)=\mathbf{C}\bar{\mathbf{H}}(k)\mathbf{X}(k)$ の関係となり(雑音省略), すなわち第 k 周波数における第 u ユーザの信号 $R_u(k)$ は, 以下の式で与えられる.

$$R_u(k) = C(D_u(k) + \tau Z_u(k)) \\ = \begin{cases} CX_u(k) & \dots \dots \dots \text{for } u = 0 \\ C \left(X_u(k) + \sum_{j=0}^{u-1} \frac{L_{uj}(k)}{L_{jj}(k)} X_j(k) \right) & \dots \dots \dots \text{for } u > 0 \end{cases} \quad (12)$$

式(12)より, IUI を完全に抑圧するための $Y_u(k)$ は次式で与えられる.

$$Y_u(k) = \begin{cases} 0 & \dots \dots \dots \text{for } u = 0 \\ \sum_{j=0}^{u-1} \frac{L_{uj}(k)}{L_{jj}(k)} X_j(k) & \dots \dots \dots \text{for } u > 0 \end{cases} \quad (13)$$

3. 時間領域送信等化 SC-THP

図 2 に, 本報告で提案する時間領域送信等化 SC-THP の送信機構成を示す. なお, 受信機は周波数領域送信等化 SC-THP と同じ構成である. 前章で述べたように周波数領域送信等化 SC-THP では周波数領域送信等化

により ISI を抑圧していたが、時間領域送信等化 SC-THP では、送信機における干渉減算およびプリコーディング行列乗算により IUI だけでなく ISI を同時に抑圧する。送信機における IUI/ISI の減算、Modulo 演算、送信等化およびプリコーディング行列乗算は、時間領域で全ユーザの信号ブロックに対して行われる。前章と同様に、BS と同時に通信するユーザ数を U 、BS の送信アンテナ本数を $N_T(\geq U)$ とし、ユーザはそれぞれ 1 本の受信アンテナを用いることとする。第 u ユーザへのデータ変調信号ブロックを $N_c \times 1$ のベクトル $\mathbf{d}_u = [d_u(0) \cdots d_u(N_c-1)]^T$ とし、全ユーザのベクトルをまとめて $\tilde{\mathbf{d}} = [\mathbf{d}_0^T \cdots \mathbf{d}_{U-1}^T]^T$ と表す。また、 $\tilde{\mathbf{d}}$ の第 $i(=0 \sim UN_c-1)$ 要素を \tilde{d}_i とする。

BS は $\tilde{\mathbf{d}}$ に対し、以下の IUI/ISI 減算および Modulo 演算を $\tilde{d}_0, \tilde{d}_1, \dots, \tilde{d}_{UN_c-1}$ の順に逐次的に行う。 $\tilde{\mathbf{d}}$ の第 i 要素 \tilde{d}_i から IUI/ISI を減算し、減算後の信号 \tilde{a}_i を得る。

$$\tilde{a}_i = \tilde{d}_i - \tilde{y}_i \quad (14)$$

ここで、 \tilde{y}_i はプリコーディング行列乗算によって残留する IUI と ISI のうち \tilde{d}_i が受ける成分である。 \tilde{y}_i の詳細は後述する。式(14)の IUI/ISI 減算操作に伴い増大した信号電力を、実部および虚部に関する Modulo 演算により抑圧する。 \tilde{a}_i の Modulo 演算後の信号 \tilde{x}_i は、次式で表される。

$$\tilde{x}_i = (\tilde{a}_i) \bmod t \equiv \tilde{a}_i + \tilde{c}_i \quad (15)$$

\tilde{c}_i の実部および虚部はそれぞれ整数である。Modulo 演算項および Modulo 演算後の信号を、全成分をまとめてそれぞれ $\tilde{\mathbf{z}} = [\tilde{z}_0 \cdots \tilde{z}_{UN_c-1}]^T$ 、 $\tilde{\mathbf{x}} = [\tilde{x}_0 \cdots \tilde{x}_{UN_c-1}]^T$ と表す。

以上の逐次の IUI/ISI 減算および Modulo 演算後、 UN_c 次の送信等化重み行列 $\tilde{\mathbf{w}}$ を $\tilde{\mathbf{x}}$ に乗算する。 $\tilde{\mathbf{w}}$ は、 $\tilde{\mathbf{w}} = \text{diag}\{\tilde{w}_0, \dots, \tilde{w}_{UN_c-1}\}$ と表される対角行列であり、BS からユーザへ報知する情報を減らすために等価チャネル行列の対角項を 1 にする(詳細は後述)。なお、時間領域送信等化 SC-THP ではプリコーディングおよび IUI/ISI 減算により IUI/ISI が抑圧されるため、送信等化重みは IUI/ISI の抑圧には関係しない。 $\tilde{\mathbf{w}}$ の乗算後、BS はプリコーディング行列を乗算し、送信信号ベクトルを得る。第 n_T 送信アンテナからの $N_c \times 1$ の送信信号ベクトルを $\mathbf{s}_{n_T} = [s_{n_T}(0) \cdots s_{n_T}(N_c-1)]^T$ とすると、送信信号ベクトルは各アンテナからの送信信号をまとめて $N_T N_c \times 1$ のベクトル $\tilde{\mathbf{s}} = [\mathbf{s}_0^T \cdots \mathbf{s}_{N_T-1}^T]^T$ と表され、次式で与えられる。

$$\tilde{\mathbf{s}} = \sqrt{\frac{UN_c}{\gamma}} \tilde{\mathbf{f}} \tilde{\mathbf{w}} \tilde{\mathbf{x}} \quad (16)$$

ここで γ は、次式で与えられる電力正規化係数である。

$$\gamma = \|\tilde{\mathbf{f}} \tilde{\mathbf{w}} \tilde{\mathbf{x}}\|^2 \quad (17)$$

また、 $\tilde{\mathbf{f}}$ は等価チャネル行列を下三角行列にする $N_T N_c \times UN_c$ のプリコーディング行列であり、次式で与えられる遅延波の影響を考慮した $UN_c \times N_T N_c$ のチャネル行列 $\tilde{\mathbf{h}}$ を用いて計算される。

$$\tilde{\mathbf{h}} = \begin{pmatrix} \mathbf{h}_{00} & \cdots & \mathbf{h}_{0(N_T-1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{h}_{(U-1)0} & \cdots & \mathbf{h}_{(U-1)(N_T-1)} \end{pmatrix} \quad (18)$$

ここで $\mathbf{h}_{u n_T}$ は第 u ユーザの受信アンテナと BS の第 n_T 送信アンテナ間の $N_c \times N_c$ のチャネルインパルス応答行列であり、第 $l(=0 \sim L-1)$ パスの複素パス利得を $h_{l, u n_T}$ 、遅延時間 $\tau_l = lT_s$ とすると、

$$\mathbf{h}_{u n_T} = \begin{pmatrix} h_{0, u n_T} & & h_{L-1, u n_T} & \cdots & h_{1, u n_T} \\ h_{1, u n_T} & h_{0, u n_T} & & \ddots & \vdots \\ \vdots & h_{1, u n_T} & \ddots & \mathbf{0} & h_{L-1, u n_T} \\ h_{L-1, u n_T} & \vdots & \ddots & h_{0, u n_T} & \\ \mathbf{0} & h_{L-1, u n_T} & \ddots & h_{1, u n_T} & \ddots \\ \mathbf{0} & & \ddots & \vdots & \ddots & h_{0, u n_T} \end{pmatrix} \quad (19)$$

で与えられる。なお、 L は遅延パス数である。 $\tilde{\mathbf{h}}$ に LQ 分解を適用することで、 $\tilde{\mathbf{f}}$ を得る。

$$\tilde{\mathbf{h}} = (\tilde{\mathbf{L}} \quad \mathbf{0}) \tilde{\mathbf{Q}} = (\tilde{\mathbf{L}} \quad \mathbf{0}) \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{Q}}_L \\ \tilde{\mathbf{Q}}_0 \end{pmatrix} \quad (20)$$

$$\tilde{\mathbf{f}} = \tilde{\mathbf{Q}}_L^H \quad (21)$$

ここで、 $\tilde{\mathbf{L}}$ および $\tilde{\mathbf{Q}}$ はそれぞれ、対角項が実数の UN_c 次の下三角行列および $N_T N_c$ 次のユニタリ行列である。また、 $\tilde{\mathbf{Q}}_L$ および $\tilde{\mathbf{Q}}_0$ は、 $\tilde{\mathbf{Q}}$ の第 $0 \sim UN_c-1$ 行、第 $UN_c \sim N_T N_c-1$ 行にそれぞれ対応する。最後に BS は GI に CP を N_g シンボル挿入した後、各アンテナから信号を送信する。

以上より、等価チャネル行列の対角項を全て 1 にするための $\tilde{\mathbf{w}}$ が求められる。式(16),(20),(21)より、 UN_c 次の等価チャネル行列 $\tilde{\mathbf{h}}$ は次式で表すことができる。

$$\tilde{\mathbf{h}} = \tilde{\mathbf{h}} \tilde{\mathbf{f}} \tilde{\mathbf{w}} = \tilde{\mathbf{L}} \text{diag}\{\tilde{w}_0, \dots, \tilde{w}_{UN_c-1}\} = \begin{pmatrix} \tilde{L}_{00} & & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \\ \tilde{L}_{(UN_c-1)0} & \cdots & L_{(UN_c-1)(UN_c-1)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{w}_0 & \mathbf{0} \\ \vdots & \tilde{w}_{UN_c-1} \end{pmatrix} \quad (22)$$

これより、 UN_c 次の送信等化重み行列 $\tilde{\mathbf{w}}$ は次式で与えられる。

$$\tilde{\mathbf{w}} = \text{diag}\{\tilde{L}_{00}^{-1}, \dots, \tilde{L}_{(UN_c-1)(UN_c-1)}^{-1}\} \quad (23)$$

また、このとき式(22)の等価チャネル行列 $\tilde{\mathbf{h}}$ は次式で書き直される。

$$\tilde{\mathbf{h}} = \begin{pmatrix} 1 & & & \mathbf{0} \\ \tilde{L}_{10} & \ddots & & \\ \tilde{L}_{00} & & \ddots & \\ \vdots & & \ddots & \\ \tilde{L}_{(UN_c-1)0} & \cdots & \tilde{L}_{(UN_c-1)(UN_c-2)} & \\ \tilde{L}_{00} & & \tilde{L}_{(UN_c-2)(UN_c-2)} & 1 \end{pmatrix} \quad (24)$$

ISI および IUI を完全に抑圧する \tilde{y}_i を用いたとき、CP 除去後の $N_c \times 1$ の第 u ユーザ受信信号ベクトルを $\mathbf{r}_u = [r_u(0) \cdots r_u(N_c-1)]^T$ とすると、全ユーザの受信信号をまとめた $UN_c \times 1$ のベクトル $\tilde{\mathbf{r}} = [\mathbf{r}_0^T \cdots \mathbf{r}_{U-1}^T]^T$ は次式で表される。

$$\tilde{\mathbf{r}} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s} \frac{UN_c}{\gamma}} (\tilde{\mathbf{d}} + \tilde{\mathbf{c}} \tilde{\mathbf{z}}) + \tilde{\mathbf{n}} \equiv C(\tilde{\mathbf{d}} + \tilde{\mathbf{c}} \tilde{\mathbf{z}}) + \tilde{\mathbf{n}} \quad (25)$$

ここで、 $\tilde{\mathbf{n}}$ は $UN_c \times 1$ の雑音ベクトル $\tilde{\mathbf{n}} = [\mathbf{n}_0^T \cdots \mathbf{n}_{U-1}^T]^T$ であり、 $N_c \times 1$ の雑音ベクトル $\mathbf{n}_u = [n_u(0) \cdots n_u(N_c-1)]^T$ の各成分は零平均で分散 $2N_0/T_s$ の複素ガウス変数である。

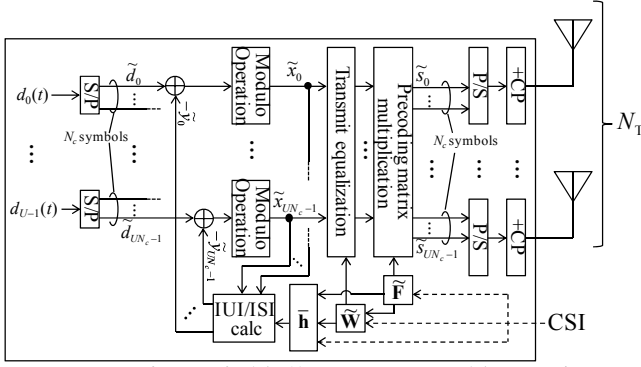


図2 時間領域送信等化 SC-THP の送信機構成

受信側は CSI を必要とせず，送信側から通知される式 (25) の信号項 (右辺第 1 項) の係数 C で $\tilde{\mathbf{r}}$ を除算した後，Modulo 演算を適用し，信号を復調する．

以上より，ISI および IUI を完全に抑圧するための \tilde{y}_i が求められる．Modulo 演算後の信号ベクトル $\tilde{\mathbf{x}}$ と受信信号ベクトル $\tilde{\mathbf{r}}$ は， $\tilde{\mathbf{r}} = C\mathbf{h}\tilde{\mathbf{x}}$ の関係となり (雑音省略)，すなわち $\tilde{\mathbf{r}}$ の第 i ($i=0 \sim UN_c-1$) 要素 \tilde{r}_i は，以下の式で与えられる．

$$\tilde{r}_i = C(\tilde{d}_i + \tilde{c}_i) = \begin{cases} C\tilde{x}_i & \text{for } i = 0 \\ C\left(\tilde{x}_i + \sum_{j=0}^{i-1} \frac{\tilde{L}_{ij}}{\tilde{L}_{jj}} \tilde{x}_j\right) & \text{for } i > 0 \end{cases} \quad (26)$$

式(26)より，IUI/ISI を完全に抑圧するための \tilde{y}_i は次式で与えられる．

$$\tilde{y}_i = \begin{cases} 0 & \text{for } i = 0 \\ \sum_{j=0}^{i-1} \frac{\tilde{L}_{ij}}{\tilde{L}_{jj}} \tilde{x}_j & \text{for } i > 0 \end{cases} \quad (27)$$

4. 計算機シミュレーション

4.1. 計算機シミュレーション諸元

表 1 に計算機シミュレーション諸元を示す．BS は $N_T=4$ 本のアンテナで $U=4$ ユーザへ同時に信号を送信し，各ユーザは $N_R=1$ 本のアンテナで信号を受信する．BS は全送受信アンテナ間のチャネルを理想的に得られるものとした．チャネルは $L=8$ パスの一様電力遅延プロファイルを有する周波数選択性ブロックレイリーフェージングを仮定し，各パスの遅延時間はシンボルの整数倍とした．

4.2. 平均 BER 特性

図 3 に，本報告で提案している時間領域送信等化 SC-THP の，電力正規化係数 $\sqrt{UN_c/\gamma}$ の累積分布関数 (CDF) を示す．比較のため，周波数領域送信等化 SC-THP の電力正規化係数 $\sqrt{UN_c/\gamma}$ の CDF も併せて示す．また，時間領域送信等化 SC-THP および周波数領域送信等化 SC-THP にユーザオーダリングを適用した場合の特性も示している．ユーザオーダリングでは，送信機における信号処理をユーザの順番を入れ替えて全組み合わせ ($U!$ 回) 行い，電力正規化係数 $\sqrt{UN_c/\gamma}$ が最大となる場合の信号を送信するものとしている．図 3 より時間領域送信等化 SC-THP は周波数領域送信等化 SC-THP より電力正規化係数を大きくできることがわ

かる．これは，干渉減算とプリコーディング行列乗算によって抑圧される干渉が，周波数領域送信等化 SC-THP では IUI のみであるのに対し，時間領域送信等化 SC-THP では IUI だけでなく ISI も含むためである．これによって，Modulo 演算の送信電力の抑圧効果を増大させ，送信等化による送信電力の増大を小さく抑えることができる．また，周波数領域送信等化 SC-THP および時間領域送信等化 SC-THP はともに，ユーザオーダリングの適用により電力正規化係数の落ち込みを少なくできていることがわかる．

図 4 に，時間領域送信等化 SC-THP の平均 BER 特性 (チャネル符号化なし) を示す．横軸は平均総送信ビットエネルギー対雑音電力スペクトル密度比 (E_b/N_0) である．比較のため，周波数領域送信等化 SC-THP の特性も併せて示す．また，時間領域送信等化 SC-THP および周波数領域送信等化 SC-THP に上述のユーザオーダリングを適用した場合の特性も示している．図 4 より，時間領域送信等化 SC-THP は周波数領域送信等化 SC-THP から大幅に平均 BER 特性を改善できることがわかる．これは図 3 に示すとおり，電力正規化係数を大きくできたためである．また，周波数領域送信等化 SC-THP はオーダリングの適用によって平均 BER= 10^{-5} を達成する平均送信 E_b/N_0 を約 16dB 改善しているのに対し，時間領域送信等化 SC-THP は約 15dB 改善していることがわかる．これより，時間領域送信等化 SC-THP はユーザオーダリングの適用による改善効果を，周波数領域送信等化 SC-THP と同程度得ることができる．したがって，THP を用いる MU-MIMO 下りリンクにおけるオーダリング手法 [10] を，本報告で提案している時間領域送信等化 SC-THP に適用することによって，周波数領域送信等化 SC-THP と同程度の改善効果を望めると推測できる．

5. 演算量比較

本章では演算量を複素乗算回数で表す．時間領域送信等化 SC-THP および周波数領域送信等化 SC-THP の，送信機における複素乗算回数を表 2 に示す．周波数領域送信等化 SC-THP ではプリコーディング行列および等価チャネル行列の計算に要する複素乗算回数は N_c に比例する一方，時間領域送信等化 SC-THP では N_c^3 に比例する．よって，プリコーディング行列および等価チャネル行列の計算に関する演算量は周波数領域送信等化 SC-THP のほうが小さい．周波数領域送信等化 SC-THP では必要な DFT/IDFT を時間領域送信等化 SC-THP は必要としない．しかし DFT/IDFT, IUI 計算, IUI/ISI 計算およびプリコーディング行列乗算の複素乗算回数は N_c あるいは N_c^2 に比例することから，全体の演算量に対してプリコーディング行列および等価チャネル行列の演算量が支配的である．したがって，時間領域送信等化 SC-THP は周波数領域送信等化 SC-THP に比べ演算量が大きいとわかる．なお， $U!$ 通りを探索するユーザオーダリングを適用する場合，表 2 の複素乗算回数は周波数領域送信等化 SC-THP の DFT の一部 ($=UN_c^2$) および IDFT の一部 ($=N_T N_c^2$) を除いて $U!$ 倍となる．

例えば表 1 のシミュレーション諸元を用い，ユーザ

オーダリングを適用しない場合、時間領域送信等化 SC-THP および周波数領域送信等化 SC-THP における送信機の複素乗算回数はそれぞれ 75136, 33652608 となる。したがって、時間領域送信等化 SC-THP の送信機は周波数領域送信等化 SC-THP の約 450 倍の複素乗算を必要とする。

6. むすび

本報告では、SC-MU-MIMO 下りリンクブロック伝送を対象に、時間領域で送信等化と THP を行う時間領域送信等化 SC-THP を提案した。計算機シミュレーションにより、時間領域送信等化 SC-THP が、周波数領域で送信等化と THP を行う周波数領域送信等化 SC-THP より優れた平均 BER 特性を示すことを明らかにした。また、時間領域送信等化 SC-THP および周波数領域送信等化 SC-THP の複素乗算回数を比較し、演算量の点では前者は後者に劣ることを示した。今後は、さらなる誤り率改善および上りリンク SC-MU-MIMO との比較を行う予定である。

文 献

- [1] M. Itagaki, K. Takeda, and F. Adachi, "Frequency-domain QRM-MLD block signal detection for multi-user single-carrier MIMO uplink," in *Proc. of 2010 International Conference on Network Infrastructure and Digital Content (IC-NIDC2010)*, Beijing, China, Sept. 2010.
- [2] T. Yamamoto, K. Adachi, S. Sun, and F. Adachi, "Recursive QR packet combining for uplink single-carrier multi-user MIMO HARQ using near ML detection," *Wireless Communications and Mobile Computing*, Wiley, Dec. 2012, DOI: 10.1002/wcm.2334.
- [3] B. M. Hochwald, B. Peel and A. L. Swindlehurst, "A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication-Part I: channel inversion and regularization," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, no. 1, pp. 195-202, Jan. 2005.
- [4] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst and M. Haardt, "Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 52, no. 2, pp. 461-471, Feb. 2004.
- [5] B. Peel, B. M. Hochwald and A. L. Swindlehurst, "A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication-Part II: Perturbation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, no. 3, pp. 195-202, Mar. 2005.
- [6] G. Ginis and J. M. Cioffi, "A multi-user precoding scheme achieving crosstalk cancellation with application to DSL systems," in *Proc. of Signals, Systems and Computers 2000, Asilomar Conference on*, Pacific Grove, USA, 29 Oct.-1 Nov., 2000.
- [7] B. Deepa and P. S. Reddy, "Comparison of bit error rate and signal to noise ratio for multi-user MIMO wireless applications," *International Journal of Innovation Technology and Exploring Engineering (IJITEE)*, vol. 3, no. 3, pp. 52-55, Aug. 2013.
- [8] C. Degen and L. Rühl, "Linear and successive predistortion in the frequency domain: performance evaluation in SDMA systems," in *Proc. of 2005 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC2005)*, New Orleans, USA, 13-17 Mar. 2005.
- [9] C. C. Paige and M. A. Saunders, "Solution of sparse indefinite systems of linear equations," *Society for Industrial and Applied Mathematics Journal on Numerical Analysis*, vol. 12, no. 4, pp. 617-629, Sep. 1975.
- [10] J. Liu and W. A. Krzymień, "Improved Tomlinson-Harashima precoding for the downlink of multi-user MIMO systems," *Canadian Journal of IEEE*

表 1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter & Receiver	Data modulation	QPSK
	Block size	$N_c=64$
	CP length	$N_g=8$
	No. of transmit antennas	$N_T=4$
	No. of each user's receive antennas	$N_R=1$
	No. of users	$U=4$
Channel model	Channel estimation	Ideal
	Fading	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	8-path uniform
	Time delay of l -th path	$\tau_l=l$ symbols

表 2 複素乗算回数

	Time-domain transmit equalization SC-THP	Freq.-domain transmit equalization SC-THP
Precoding matrix calculation	$U^2 N_T N_c^3$	$U^2 N_T N_c$
Equivalent channel matrix calculation	$U^2 N_T N_c^3$	$U^2 N_T N_c$
IUI calculation		$(U-1)UN_c/2$
IUI/ISI calculation	$(UN_c-1)UN_c/2$	
Precoding matrix multiplication	$UN_T N_c^2$	$UN_T N_c$
DFT		$2UN_c^2$
IDFT		$(N_T+U)N_c^2$

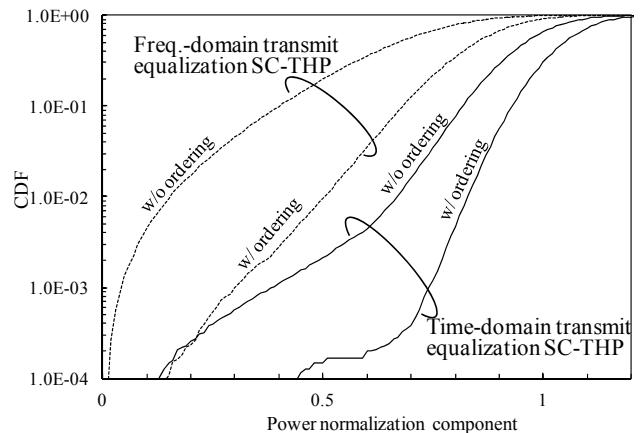


図 3 電力正規化係数の CDF

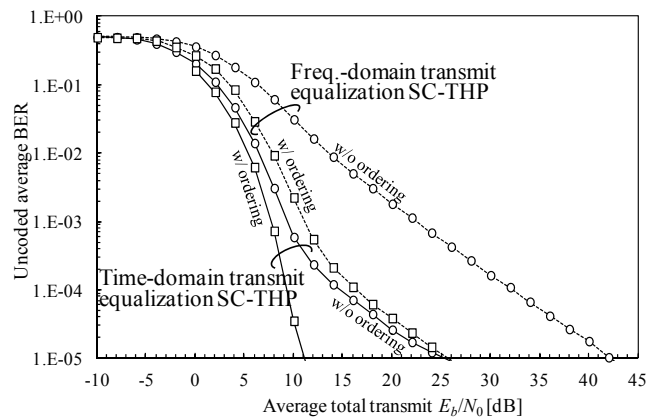


図 4 平均 BER 特性(チャンネル符号化なし)